DOI：10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.190789

级联式无刷双馈风力发电机功率绕组电流检测系统容错控制研究

兰志勇　沈凡享　李　理　曹春堂　王钰琳

（湘潭大学信息工程学院　湘潭　411105）

摘要　为了提高级联式无刷双馈风力发电系统的可靠性，提出一种基于模型参考自适应方法的新型电流观测器，用于功率侧绕组电流传感器的故障诊断及容错控制。在功率侧定子磁链定向双同步速坐标系下，建立级联式无刷双馈发电机的数学模型并从中提取控制绕组电流状态空间方程作为参考模型；在构建可调模型时，通过矩阵分离来避免时变系统复杂的极点配置问题；基于李雅普诺夫稳定性理论构造电流观测器的自适应律，其中非理想稳态不可忽略的功率绕组电流微分项通过公式推导证明能够用可调模型的输出进行置换。仿真分析结果表明，所构建的观测器精度高，具备在控制系统中替代功率绕组电流传感器工作的能力，能够实现系统容错控制。

关键词：无刷双馈风力发电机　功率绕组电流观测器　模型参考自适应　容错控制

中图分类号：TM315

Research on Fault-Tolerant Control of Cascade Brushless Doubly-Fed Wind Generator Power Winding Current Detection System

Lan Zhiyong　Shen Fanxiang　Li Li　Cao Chuntang　Wang Yulin

（The College of Information Engineering　Xiangtan University　Xiangtan　411105　China）

Abstract　In order to improve the reliability of cascade brushless doubly-fed wind power generation system, a novel current observer based on model reference adaptive method is proposed for fault diagnosis and fault-tolerant control of power winding current sensor. The mathematical model of cascade brushless doubly-fed generator (BDFG) is built in the power side stator flux oriented double synchronous speed coordinate system, and the state space equation of control winding current is extracted as the reference model. The complex pole assignment problem of time-varying systems is avoided by matrix separation when constructing adjustable models. Base on the Lyapunov stability theory, the adaptive law of current observer is constructed. And the current differential term of power winding which cannot be neglected in non-ideal steady state is proved to be replaced by the output of adjustable model through formula deduction. The simulation results show that the proposed observer has high precision, and it has the ability to replace the power winding current sensor in the control system, thus the fault-tolerant control of the system can be realized.

Keywords：Brushless doubly-fed wind generator, power winding current observer, model reference adaptive, fault-tolerant control

国家自然科学基金项目（51507148）和风力发电机组及控制湖南省重点实验室开放研究基金（2016FLFDYB02）资助。

收稿日期 2019-06-30　改稿日期 2020-01-03

0 引言

随着现代工业技术的发展，人类对可再生能源领域的关注度越来越高，其中风力发电一直是最有前景和增长最快的可再生能源之一。在全球市场上，双馈感应发电机（Doubly Fed Induction Generator, DFIG）是目前风力发电系统（Wind Energy Generation System, WEGS）中最常用的电机之一[1]。在传统的DFIG中使用电刷和集电环必然需要进行重复的维护和检查，从而降低设备的可靠性。而无刷双馈发电机（Brushless Doubly-Fed Generator, BDFG）因其省去了电刷和集电环，变速恒频运行且有功和无功功率灵活可控，变流器容量和维护成本低等优势备受关注，是目前风力发电系统用电机的研究重点[2-3]。

在风力发电系统中，电流传感器作为电气系统与控制系统信息交互的重要枢纽之一，其作用不容小觑。而传感器的故障可能导致控制系统失去作用，从而严重影响风力发电机的运行，甚至需要停机维护，增大了风力发电机组的运营成本。针对上述情况，近些年来国内外学者积极寻求应对传感器故障问题的解决方案，期望风力发电系统具备对传感器故障的自诊断以及应对故障发生后的容错运行能力。

20 世纪 80 年代以来，国内外许多专家学者致力于电机系统的容错控制研究[4]。工控领域中传感器的故障诊断主要包括基于数学模型的扩张状态观测器[5]和卡尔曼滤波器[6]等方法，以及不依赖数学模型的小波分析[7]、神经网络[7]和深度学习[8]等方法。近年来学者们逐渐投入到电流传感器故障诊断和容错控制方面的研究。文献[9]针对永磁电机电流霍尔传感器故障，对比分析三种诊断补偿策略，证明了基于降阶观测器的容错技术更适用于复杂工况，可靠性较好；文献[10]提出两个并行的龙贝格双线性电流观测器，以实现双馈电机传感器故障诊断，但故障后系统开环运行，不能完成系统的容错控制；文献[11-12]通过使用一个附加的三相电流传感器来替换网侧变流器中故障的电流传感器，用电流估计值与实际值之间的残差作为诊断信号，解决了 DFIG 中网侧电流传感器的故障问题；文献[13]建立了双馈电机定子、转子电流观测器，并设计了基于自适应阈值的传感器故障诊断模型，为双馈风电机组的容错控制系统打下了理论基础。但上述方法主要针对 DFIG 或其他电机的控制系统，而对于 BDFG 电流传感器的故障诊断和容错控制的研究相对较少。

模型参考自适应系统（Model Reference Adaptive System, MRAS）因其算法简单、精准高效、鲁棒性好等优点在电机无传感器控制领域已取得不少技术成果[14-16]。在双馈风力发电系统的故障诊断及容错控制领域，哈尔滨工业大学张学广、徐殿国以及东南大学程明、姜云磊等先后提出了一种基于 MRAS 的有刷双馈发电机定子电流观测器和级联式无刷双馈功率绕组电流观测器，以解决相应传感器失效问题[17-18]。以上两种双馈发电机电流观测器的构建方法具有一定参考价值和指导意义，但均存在以下两点较为突出的局限性：①其自适应观测器中状态变量的系数矩阵为时变矩阵，如果按照现代控制原理所述方法，配置极点较为困难；②电流自适应律的构建条件都是考虑理想情况，忽视了关键电流的微分项，在工程应用时可能不适应遇到的突发情况。文献[19]针对文献[17]中存在的上述问题进行了改进，提出了一种新的 DFIG 定子电流观测器构建方法，取得了较好的效果；目前，文献[18]中的相关问题尚未得到解决。

本文针对级联式无刷双馈风力发电机，在功率侧定子磁链定向双同步速坐标系下建立了数学模型，提取控制侧绕组电流状态空间方程作为参考模型，提出一种基于模型参考自适应方法的新型电流观测器，用于功率侧绕组电流传感器的故障诊断及容错控制；仿真结果证明了本文提出的电流观测器的有效性。

1 级联式无刷双馈电机数学模型及其控制系统

1.1 级联式无刷双馈电机稳态数学模型

级联式无刷双馈发电机示意图如图 1 所示。相较于 DFIG，无刷双馈发电机组将交流励磁的任务由转子侧转移到定子侧（控制绕组），从而实现了双馈电机的“去刷化”。

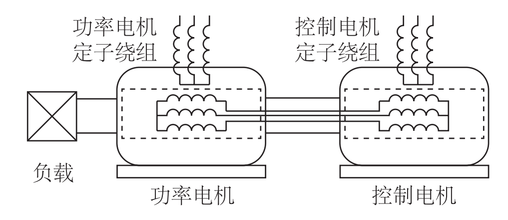


图 1 级联式无刷双馈发电机示意图

Fig.1 Cascade brushless doubly-fed generator

无刷双馈电机应用于变速恒频风力发电的基本原理如式（1）所示。

$$f_{\mathrm{p}}=\frac{(p_{\mathrm{p}}+p_{\mathrm{c}})n_{\mathrm{r}}}{60}\mp f_{\mathrm{c}} \quad (1)$$

式中，p_{p}和p_{c}分别为功率绕组和控制绕组的极对数，

且 $p_p \neq p_c$；n_r 为转子的机械转速（r/min）；f_p 和 f_c 分别为功率绕组和控制绕组中的电频率（Hz），其中 f_p 与电网频率须保持一致。当功率绕组与控制绕组中的电流同相序时等式右边取负号，反相序时等式右边取正号。

为简化分析，假设 BDFG 为理想电机，且满足下列条件：①假设磁心不饱和、电机气隙内磁场按正弦分布，并忽略磁滞损耗的影响和电机参数变化，功率侧和控制侧定子绕组所产生的磁场不发生直接耦合；②文中需要测量得到的所有参数（电压、电流、电感、电阻等）均为实际值，未经过折算；③以电动机惯例进行建模，即定、转子绕组中的电压和电流均为关联参考方向。

一般情况下，$f_p \neq f_c$，即功率绕组和控制绕组所产生旋转磁场的电角频率不等。因此，对无刷双馈发电机展开数学分析或建立矢量控制系统时，应分别在功率侧和控制侧子系统中建立同步旋转两相坐标系。根据三相异步电动机的电磁原理及坐标变换基本公式，可得到功率电机和控制电机在各自同步旋转 dq 坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{pds} \\ u_{pqs} \\ u_{pdr} \\ u_{pqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ps}+pL_{ps} & -\omega_p L_{ps} & pM_p & -\omega_p \\ \omega_p L_{ps} & R_{ps}+pL_{ps} & \omega_p M_p & pM_p \\ pM_p & -\omega_{pr} M_p & R_{pr}+pL_{pr} & -\omega_{pr} L_{pr} \\ \omega_{pr} M_p & pM_p & \omega_{pr} L_{pr} & R_{pr}+pL_{pr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pds} \\ i_{pqs} \\ i_{pdr} \\ i_{pqr} \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$\begin{bmatrix} u_{cds} \\ u_{cqs} \\ u_{cdr} \\ u_{cqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{cs}+pL_{cs} & -\omega_c L_{cs} & pM_c & -\omega_c \\ \omega_c L_{cs} & R_{cs}+pL_{cs} & \omega_c M_c & pM_c \\ pM_c & -\omega_{cr} M_c & R_{cr}+pL_{cr} & -\omega_{cr} L_{cr} \\ \omega_{cr} M_c & pM_c & \omega_{cr} L_{cr} & R_{cr}+pL_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cds} \\ i_{cqs} \\ i_{cdr} \\ i_{cqr} \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中，u、i 分别为电压和电流；下标 p、c 分别表示功率侧和控制侧；下标 d、q 分别表示直轴、交轴分量；下标 s、r 表示定子、转子；R_{ps}、R_{pr} 为功率侧定子、转子每相电阻；R_{cs}、R_{cr} 分别为控制侧定子、转子每相电阻；L_{ps}、L_{pr} 分别为功率侧定、转子等效自感；L_{cs}、L_{cr} 分别为控制侧定子、转子等效自感；M_p、M_c 分别为功率侧和控制侧等效互感；p=d/dt 为微分算子；ω_p、ω_c 分别为功率绕组与控制绕组的电角频率，如式（4）所示；ω_{pr}、ω_{cr} 分别为功率侧绕组与控制侧绕组的转差电角频率，如式（5）所示。

$$\begin{cases} \omega_p = 2\pi f_p \\ \omega_c = \pm 2\pi f_c \end{cases} \tag{4}$$

$$\begin{cases} \omega_{pr} = \omega_p - p_p \omega_m \\ \omega_{cr} = \omega_c - p_c \omega_m \end{cases} \tag{5}$$

其中，当 f_c 与 f_p 同相序时式（4）右边取正号，否则取负；ω_m 为转子机械角速度。

通过建立双同步速 dq 坐标系下功率侧和控制侧转子绕组之间电压、电流的联系，能够将式（2）、式（3）进行合并。电动机惯例下无刷双馈电机转子绕组中的电压、电流如图 2 所示。

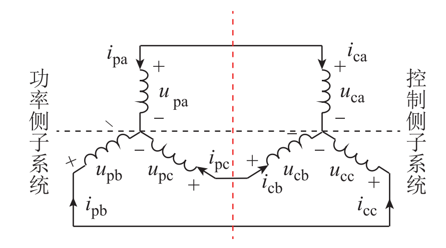


图 2　BDFG 转子绕组的电压、电流示意图

Fig.2　The voltage and current of BDFG rotor winding

由于功率侧和控制侧的转子绕组反相序联结且满足三相对称分布，转子三相电压、电流可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{pa} \\ u_{pb} \\ u_{pc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cc} \\ u_{cb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cc} \\ i_{cb} \end{bmatrix} \tag{7}$$

结合式（5），功率绕组和控制绕组中电压、电流的 dq 坐标系变换角 θ_p 和 θ_c 为

$$\begin{cases} \theta_p = \omega_p t + \theta_{p0} = \omega_{pr} t + p_p \theta_r + \theta_{pr0} \\ \theta_c = \omega_c t + \theta_{c0} = \omega_{cr} t + p_c \theta_r + \theta_{cr0} \end{cases} \tag{8}$$

式中，θ_{p0} 和 θ_{c0} 分别为功率侧和控制侧子系统各自 d 轴的初始电角度（定子 A 轴为参考轴）；θ_r 为 a 相转子绕组的机械角度（定子 A 轴为参考轴）；θ_{pr0} 和 θ_{cr0} 分别为功率侧和控制侧子系统各自 d 轴与 a 相转子绕组之间的初始夹角（电角度，转子 a 轴为参考轴）。

功率侧和控制侧转子绕组中电压、电流的 dq 变换角 θ_{pr} 和 θ_{cr} 则为

$$\begin{cases} \theta_{pr} = \theta_p - p_p \theta_r \\ \theta_{cr} = \theta_c - p_c \theta_r \end{cases} \tag{9}$$

当无刷双馈电机处于稳态时，定子、转子磁场保持相对静止，ω_{pr} 和 ω_{cr} 分别表示功率侧转子电流角频率和控制侧转子电流角频率，有

$$\omega_{pr} = -\omega_{cr} \tag{10}$$

令 $\theta_{pr0} = -\theta_{cr0}$，结合式（8）～式（10），整理可得

$$\theta_{c}=(p_{p}+p_{c})\theta_{r}-\theta_{p} \quad (11)$$

$$\theta_{pr}=-\theta_{cr} \quad (12)$$

由式（6）、式（7）和式（12）不难导出，在双同步速 dq 坐标系下，无刷双馈电机转子电压、电流可以用功率侧和控制侧转子电压、电流表示为

$$\begin{cases} u_{dr}=u_{pdr}-u_{cdr}=0 \\ u_{qr}=u_{pqr}+u_{cqr}=0 \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} i_{dr}=i_{pdr}=-i_{cdr} \\ i_{qr}=i_{pqr}=i_{cqr} \end{cases} \quad (14)$$

根据式（13）、式（14），将式（2）和式（3）合并可以得到无刷双馈电机稳态数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_{pds} \\ u_{pqs} \\ u_{cds} \\ u_{cqs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R_{ps} & -\omega_{p}L_{ps} & 0 & 0 & 0 & -\omega_{p}M_{p} \\ \omega_{p}L_{ps} & R_{ps} & 0 & 0 & \omega_{p}M_{p} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} & -\omega_{c}L_{cs} & 0 & -\omega_{c}M_{c} \\ 0 & 0 & \omega_{c}L_{cs} & R_{cs} & -\omega_{c}M_{c} & 0 \\ 0 & -\omega_{r}M_{p} & 0 & -\omega_{r}M_{c} & R_{r} & -\omega_{r}L_{r} \\ \omega_{r}M_{p} & 0 & -\omega_{r}M_{c} & 0 & \omega_{r}L_{r} & R_{r} \end{bmatrix}\cdot$$

$$\begin{bmatrix} i_{pds} \\ i_{pqs} \\ i_{cds} \\ i_{cqs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} L_{ps} & 0 & 0 & 0 & M_{p} & 0 \\ 0 & L_{ps} & 0 & 0 & 0 & M_{p} \\ 0 & 0 & L_{cs} & 0 & -M_{c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{cs} & 0 & M_{c} \\ M_{p} & 0 & -M_{c} & 0 & L_{r} & 0 \\ 0 & M_{p} & 0 & M_{c} & 0 & L_{r} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} pi_{pds} \\ pi_{pqs} \\ pi_{cds} \\ pi_{cqs} \\ pi_{dr} \\ pi_{qr} \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中，ω_{r} 为转子电流角频率，$\omega_{r}=\omega_{pr}=-\omega_{cr}$；$R_{r}$ 为转子绕组每相电阻，$R_{r}=R_{pr}+R_{cr}$；L_{r} 为转子绕组等效自感，$L_{r}=L_{pr}+L_{cr}$。

1.2 无刷双馈发电机矢量控制

级联式无刷双馈发电机采用功率侧定子磁链定向矢量控制技术，即以定子磁链矢量 $\boldsymbol{\Psi}_{ps}$ 作为功率侧同步旋转 dq 坐标系中的 d 轴。当忽略工频下的 R_{ps}，并认为稳态时定子磁链的幅值$|\Psi_{ps}|$不变，可得到如图 3 所示的坐标关系。此外，根据式（11）、式（12）可以对控制侧的电压、电流进行坐标变换。

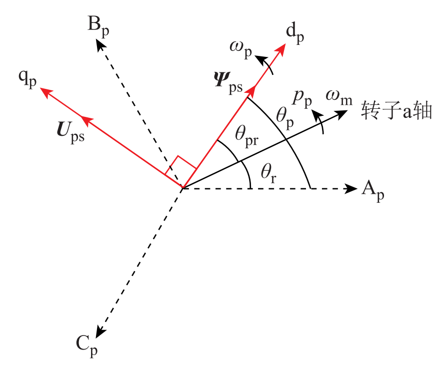


图 3 功率侧定子磁链定向 dq 坐标系

Fig.3 The dq frame for power side stator flux oriented

无刷双馈电机并网运行时机侧变换器的矢量控制系统结构如图 4 所示。其中，级联式无刷双馈电机以单台绕线转子无刷双馈发电机（BDFG）进行等效替换，与电网直接相连的即为功率绕组，与双 PWM 变换器相连的即为控制绕组。发电机运行于额定转速以下时，有功外环可以用速度环代替。

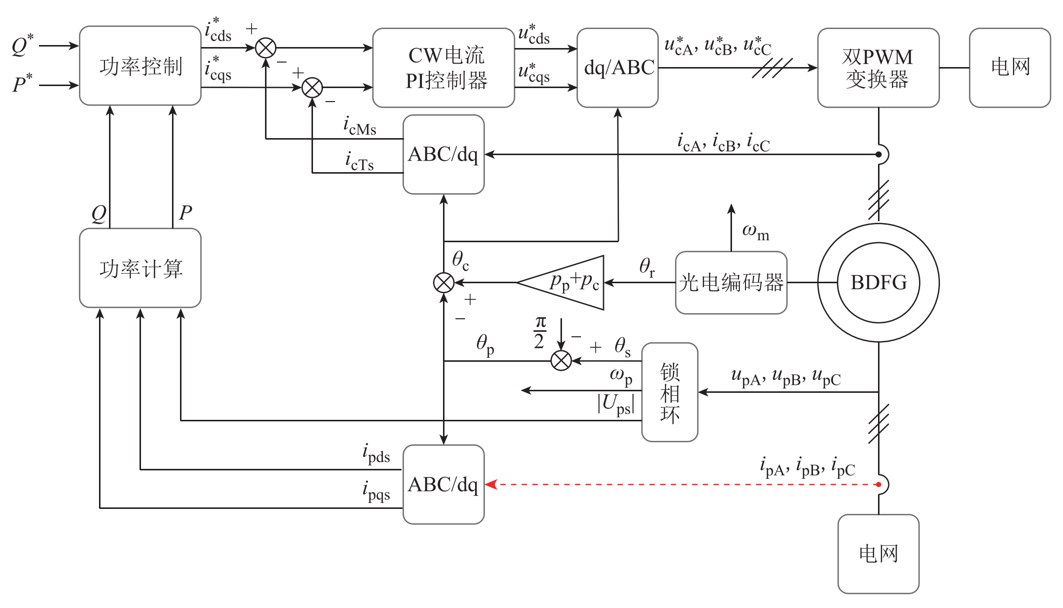


图 4 无刷双馈发电机机侧变换器矢量控制框图

Fig.4 The vector control block diagram of motor side converter for BDFG

由图 4 可知，功率绕组电流传感器（图 4 虚线部分）直接决定功率侧定子有功、无功功率的计算值，一旦发生故障，不仅使功率控制失去作用，还有可能由外及内影响整个控制系统，从而降低或破坏风力发电机组的稳定性。因此，本文针对上述隐患为功率绕组电流信号 i_{pds} 和 i_{pqs} 配置了冗余状态观测器，能够实时监测电流传感器的运行状态，并在其发生故障时以观测器代替传感器来保障整个控制系统的稳定，提高无刷双馈风力发电机组的可靠性。

2　功率绕组电流观测器设计

本节所述功率绕组电流观测器基于模型参考自适应方法进行设计。以控制绕组电流状态空间方程作为参考模型来建立自适应可调模型；在可调模型中，控制绕组电流作为状态变量而功率绕组电流作为可调变量；通过构建可调变量的自适应律使可调模型的状态变量能够准确跟踪参考模型中的状态变量；然后将自适应机构的结果即功率绕组电流观测值作为模型参考自适应系统的输出，构成所提出的功率绕组电流观测器。

为了保证本文所提出的观测器算法推导过程的正确性，做出如下假设：①电阻值和电感量等固定参数保持恒定，不随环境因素变化；②电机系统中所有参数（电压、电流、电感、电阻、转速等）测量准确，即无故障情况下测量值等于实际值；③电网频率不变。

2.1　可调模型的建立

以电流矩阵 $\boldsymbol{i}$ 为状态变量，电压矩阵 $\boldsymbol{u}$ 为输入变量，将式（15）整理为标准状态空间方程形式，即

$$\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \tag{16}$$

式中

$$\boldsymbol{x}=\begin{bmatrix} i_{pds} & i_{pqs} & i_{cds} & i_{cqs} & i_{dr} & i_{qr}\end{bmatrix}^{T} \tag{17}$$

$$\boldsymbol{u}=\begin{bmatrix} u_{pds} & u_{pqs} & u_{cds} & u_{cqs} & 0 & 0\end{bmatrix}^{T} \tag{18}$$

$$\boldsymbol{B}^{-1}=\begin{bmatrix} L_{ps} & 0 & 0 & 0 & M_p & 0\\ 0 & L_{ps} & 0 & 0 & 0 & M_p\\ 0 & 0 & L_{cs} & 0 & -M_c & 0\\ 0 & 0 & 0 & L_{cs} & 0 & M_c\\ M_p & 0 & -M_c & 0 & L_r & 0\\ 0 & M_p & 0 & M_c & 0 & L_r\end{bmatrix} \tag{19}$$

$$-\boldsymbol{B}^{-1}\boldsymbol{A}=$$
$$\begin{bmatrix} R_{ps} & -\omega_p L_{ps} & 0 & 0 & 0 & -\omega_p M_p\\ \omega_p L_{ps} & R_{ps} & 0 & 0 & \omega_p M_p & 0\\ 0 & 0 & R_{cs} & -\omega_c L_{cs} & 0 & -\omega_c M_c\\ 0 & 0 & \omega_c L_{cs} & R_{cs} & -\omega_c M_c & 0\\ 0 & -\omega_r M_p & 0 & -\omega_r M_c & R_r & -\omega_r L_r\\ \omega_r M_p & 0 & -\omega_r M_c & 0 & \omega_r L_r & R_r\end{bmatrix} \tag{20}$$

系数矩阵 $\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$ 可由式（19）、式（20）计算得到

$$\boldsymbol{B}=(\boldsymbol{B}^{-1})^{-1}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{B}_{11} & \boldsymbol{B}_{12} & \boldsymbol{B}_{13}\\ \boldsymbol{B}_{21} & \boldsymbol{B}_{22} & \boldsymbol{B}_{23}\\ \boldsymbol{B}_{31} & \boldsymbol{B}_{32} & \boldsymbol{B}_{33}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} b_{11} & \cdots & b_{16}\\ \vdots & & \vdots\\ b_{61} & \cdots & b_{66}\end{bmatrix} \tag{21}$$

$$\boldsymbol{A}=-\boldsymbol{B}(-\boldsymbol{B}^{-1}\boldsymbol{A})=\begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12} & \boldsymbol{A}_{13}\\ \boldsymbol{A}_{21} & \boldsymbol{A}_{22} & \boldsymbol{A}_{23}\\ \boldsymbol{A}_{31} & \boldsymbol{A}_{32} & \boldsymbol{A}_{33}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{16}\\ \vdots & & \vdots\\ a_{61} & \cdots & a_{66}\end{bmatrix} \tag{22}$$

根据式（21）、式（22）可将式（16）变形为

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{x}}_p\\ \dot{\boldsymbol{x}}_c\\ \dot{\boldsymbol{x}}_r\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12} & \boldsymbol{A}_{13}\\ \boldsymbol{A}_{21} & \boldsymbol{A}_{22} & \boldsymbol{A}_{23}\\ \boldsymbol{A}_{31} & \boldsymbol{A}_{32} & \boldsymbol{A}_{33}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{x}_p\\ \boldsymbol{x}_c\\ \boldsymbol{x}_r\end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \boldsymbol{B}_{11} & \boldsymbol{B}_{12} & \boldsymbol{B}_{13}\\ \boldsymbol{B}_{21} & \boldsymbol{B}_{22} & \boldsymbol{B}_{23}\\ \boldsymbol{B}_{31} & \boldsymbol{B}_{32} & \boldsymbol{B}_{33}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_p\\ \boldsymbol{u}_c\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix} \tag{23}$$

式中

$$\boldsymbol{x}_p=[i_{pds}\ \ i_{pqs}]^T\quad \boldsymbol{x}_c=[i_{cds}\ \ i_{cqs}]^T\quad \boldsymbol{x}_r=[i_{dr}\ \ i_{qr}]^T$$
$$\boldsymbol{u}_p=[u_{pds}\ \ u_{pqs}]^T\quad \boldsymbol{u}_c=[u_{cds}\ \ u_{cqs}]^T$$

从式（23）中能够得到控制绕组电流的状态空间方程为

$$\dot{\boldsymbol{x}}_c=\boldsymbol{A}_{21}\boldsymbol{x}_p+\boldsymbol{A}_{22}\boldsymbol{x}_c+\boldsymbol{A}_{23}\boldsymbol{x}_r+\boldsymbol{B}_{21}\boldsymbol{u}_p+\boldsymbol{B}_{22}\boldsymbol{u}_c \tag{24}$$

根据式（15）可以写出无刷双馈电机功率绕组磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_{pds}\\ \psi_{pqs}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} L_{ps} & 0\\ 0 & L_{ps}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{pds}\\ i_{pqs}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix} M_p & 0\\ 0 & M_p\end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{dr}\\ i_{qr}\end{bmatrix} \tag{25}$$

由于本文采用图 3 所示的功率侧定子磁链定向，有

$$\begin{bmatrix} \psi_{pds}\\ \psi_{pqs}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} |\Psi_{ps}|\\ 0\end{bmatrix} \tag{26}$$

式中，$|\Psi_{ps}|=|U_{ps}|/\omega_p$。

结合式（25）和式（26），整理得

$$\boldsymbol{x}_r=\boldsymbol{C}_0\boldsymbol{x}_p+\boldsymbol{C}_1 \tag{27}$$

式中

$$C_0=\begin{bmatrix}-\dfrac{L_{ps}}{M_p} & 0\\ 0 & -\dfrac{L_{ps}}{M_p}\end{bmatrix}\quad C_1=\begin{bmatrix}\dfrac{|\psi_{ps}|}{M_p}\\ 0\end{bmatrix}$$

将式（27）代入式（24）中，即可消去转子电流项，则

$$\dot{\boldsymbol{x}}_c=(\boldsymbol{A}_{21}+\boldsymbol{A}_{23}\boldsymbol{C}_0)\boldsymbol{x}_p+\boldsymbol{A}_{22}\boldsymbol{x}_c+\boldsymbol{B}_{21}\boldsymbol{u}_p+\boldsymbol{B}_{22}\boldsymbol{u}_c+\boldsymbol{A}_{23}\boldsymbol{C}_1 \tag{28}$$

式中

$$\boldsymbol{A}_{21}=\begin{bmatrix}\dfrac{-M_cM_pR_{ps}}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r} & \dfrac{L_{ps}M_cM_p(\omega_p-\omega_r)}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\\ \dfrac{L_{ps}M_cM_p(\omega_p-\omega_r)}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r} & \dfrac{M_cM_pR_{ps}}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{A}_{22}=\begin{bmatrix}\dfrac{-R_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r} & \dfrac{L_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)\omega_c-L_{ps}M_c^2\omega_r}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\\ \dfrac{L_{ps}M_c^2\omega_r-L_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)\omega_c}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r} & \dfrac{-R_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{A}_{23}=\begin{bmatrix}\dfrac{L_{ps}M_cR_r}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r} & \dfrac{M_cM_p^2(\omega_p+\omega_c)-M_cL_{ps}L_r(\omega_c+\omega_r)}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\\ \dfrac{M_cM_p^2(\omega_p+\omega_c)-M_cL_{ps}L_r(\omega_c+\omega_r)}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r} & \dfrac{-L_{ps}M_cR_r}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\end{bmatrix}$$

整理得到控制绕组电流的状态空间系统，即所需参考模型为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_c=\boldsymbol{A}_c\boldsymbol{x}_c+\boldsymbol{A}_p\boldsymbol{x}_p+\boldsymbol{B}_s\boldsymbol{u}_s+\boldsymbol{D}\\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_c\end{cases} \tag{29}$$

式中，$\boldsymbol{A}_c=\boldsymbol{A}_{22}$，$\boldsymbol{A}_p=\boldsymbol{A}_{21}+\boldsymbol{A}_{23}\boldsymbol{C}_0$，$\boldsymbol{B}_s=[\boldsymbol{B}_{21}\ \boldsymbol{B}_{22}]$，$\boldsymbol{u}_s=[\boldsymbol{u}_p\ \boldsymbol{u}_c]^T$，$\boldsymbol{D}=\boldsymbol{A}_{23}\boldsymbol{C}_1$，$\boldsymbol{C}$ 为输出变量系数矩阵。

式（29）反映的是实际电机模型中的控制绕组电流状态，在输入变量相同的情况下以此作为参考模型能够对控制绕组电流进行状态重构。而观察式（29）可知，状态变量系数矩阵 $\boldsymbol{A}_c$ 是与转子转速 ω_m 相关的时变矩阵，根据现代控制理论难以配置观测器系统的极点。因此，本文将状态变量系数矩阵 $\boldsymbol{A}_c$ 分解为恒定矩阵 $\boldsymbol{A}_{c0}$ 和与 ω_m 相关的时变矩阵 $\boldsymbol{W}_m$，即

$$\boldsymbol{A}_c=\boldsymbol{A}_{c0}+\boldsymbol{W}_m \tag{30}$$

式中

$$\boldsymbol{A}_{c0}=\begin{bmatrix}\dfrac{-R_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r} & -\dfrac{L_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)+L_{ps}M_c^2}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\omega_p\\ \dfrac{L_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)+L_{ps}M_c^2}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r} & \omega_p\dfrac{-R_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{W}_m=\begin{bmatrix}0 & -\dfrac{L_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)(p_p+p_c)+L_{ps}M_c^2p_p}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\omega_m\\ \dfrac{L_{cs}(M_p^2-L_{ps}L_r)(p_p+p_c)+L_{ps}M_c^2p_p}{L_{ps}M_c^2+L_{cs}M_p^2-L_{cs}L_{ps}L_r}\omega_m & 0\end{bmatrix}$$

以 $\boldsymbol{A}_{c0}$ 作为观测器系统中状态变量系数矩阵，$\boldsymbol{W}_m$ 与 $\boldsymbol{x}_c$ 的乘积作为观测器的输入，即可避免时变系统复杂的极点配置问题，构建控制绕组电流观测器，即所求可调模型为

$$\begin{cases}\dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_c=\boldsymbol{A}_{c0}\hat{\boldsymbol{x}}_c+\boldsymbol{A}_p\hat{\boldsymbol{x}}_p+\boldsymbol{B}_s\boldsymbol{u}_s+\boldsymbol{D}+\boldsymbol{W}_m\boldsymbol{x}_c+\boldsymbol{G}(\boldsymbol{y}-\hat{\boldsymbol{y}})\\ \hat{\boldsymbol{y}}=\boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}_c\end{cases} \tag{31}$$

式中，$\hat{\boldsymbol{x}}_c=[\hat{i}_{cds}\quad \hat{i}_{cqs}]^T$ 为状态变量；$\hat{\boldsymbol{x}}_p=[\hat{i}_{pds}\quad \hat{i}_{pqs}]^T$ 为可调变量；“ ^ ”表示估计值或观测值；$\boldsymbol{G}$ 为状态反馈矩阵，可根据矩阵 $\boldsymbol{A}_{c0}$、$\boldsymbol{C}$ 以及期望极点来求出。

2.2 功率绕组电流自适应律

根据李雅普诺夫稳定性理论构造功率绕组电流自适应律，首先定义参考模型与可调模型之间的状态变量误差为

$$\boldsymbol{e}=\begin{bmatrix}e_1 & e_2\end{bmatrix}^T=\boldsymbol{x}_c-\hat{\boldsymbol{x}}_c \tag{32}$$

则有

$$\dot{\boldsymbol{e}}=(\boldsymbol{A}_{c0}-\boldsymbol{G}\boldsymbol{C})\boldsymbol{e}+\boldsymbol{A}_p(\boldsymbol{x}_p-\hat{\boldsymbol{x}}_p) \tag{33}$$

构造李雅普诺夫目标函数

$$V=\boldsymbol{e}^T\boldsymbol{e}+\frac{(\hat{i}_{pds}-i_{pds})^2}{\lambda_1}+\frac{(\hat{i}_{pqs}-i_{pqs})^2}{\lambda_2} \tag{34}$$

式中，λ_1 和 λ_2 为 d、q 的电流动态响应调节系数，是正常数。

显然，V 是正定的，即所构造的李雅普诺夫目标函数合理。经推导，求得 V 对时间的导数为

$$\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\left[(\boldsymbol{A}_{\mathrm{c0}}-\boldsymbol{GC})^{\mathrm{T}}+(\boldsymbol{A}_{\mathrm{c0}}-\boldsymbol{GC})\right]\boldsymbol{e}+(\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}}-\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{p}})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{e}+\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}(\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}}-\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{p}})+2\cdot\frac{\hat{i}_{\mathrm{pds}}-i_{\mathrm{pds}}}{\lambda_1}\left(\frac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{pds}}}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{pds}}}{\mathrm{d}t}\right)+2\cdot\frac{\hat{i}_{\mathrm{pqs}}-i_{\mathrm{pqs}}}{\lambda_2}\left(\frac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{pqs}}}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{pqs}}}{\mathrm{d}t}\right)\tag{35}$$

若式（35）负定，则表示式（34）所示参考模型与可调模型之间的残差能够收敛至 0。可以证明，式（35）等式右边第一项负定（通过选择合适的反馈矩阵 $\boldsymbol{G}$），只需要等式右边其余四项之和为 0，即可保证可调模型能够准确跟踪参考模型。从另一个角度来看，式（35）等式右边后四项可视为功率绕组电流估计误差给观测器系统带来的影响。因此，它们之和为 0，推出

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{pds}}}{\mathrm{d}t}=\lambda_1(P_{11}e_1+P_{21}e_2)+\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{pds}}}{\mathrm{d}t}\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{pqs}}}{\mathrm{d}t}=\lambda_2(P_{12}e_1+P_{22}e_2)+\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{pqs}}}{\mathrm{d}t}\end{cases}\tag{36}$$

式中

$$\begin{bmatrix}P_{11}&P_{12}\\P_{21}&P_{22}\end{bmatrix}=\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}=\begin{bmatrix}a_{31}-\dfrac{L_{\mathrm{ps}}}{M_{\mathrm{p}}}a_{35}&a_{32}-\dfrac{L_{\mathrm{ps}}}{M_{\mathrm{p}}}a_{36}\\[2ex]a_{41}-\dfrac{L_{\mathrm{ps}}}{M_{\mathrm{p}}}a_{45}&a_{42}-\dfrac{L_{\mathrm{ps}}}{M_{\mathrm{p}}}a_{46}\end{bmatrix}$$

可以看出，式（36）中出现了功率绕组电流微分项 $\mathrm{d}i_{\mathrm{pds}}/\mathrm{d}t$ 和 $\mathrm{d}i_{\mathrm{pqs}}/\mathrm{d}t$。一方面，在实际双馈风力发电系统中，电流 d、q 轴分量总是存在波动，该微分项不可忽略；另一方面，当功率绕组电流传感器故障时，$\mathrm{d}i_{\mathrm{pds}}/\mathrm{d}t$ 和 $\mathrm{d}i_{\mathrm{pqs}}/\mathrm{d}t$ 没有办法计算。因此，本文提出了一种解决问题的办法。

首先，对本文中出现的等效电感进行整理得

$$M_{\mathrm{p}}=\frac{3}{2}\sqrt{M_{\mathrm{ps}}M_{\mathrm{pr}}}\quad M_{\mathrm{c}}=\frac{3}{2}\sqrt{M_{\mathrm{cs}}M_{\mathrm{cr}}}\tag{37}$$

$$\begin{cases}L_{\mathrm{ps}}=\dfrac{3}{2}M_{\mathrm{ps}}+L_{\mathrm{pls}}\\[2ex]L_{\mathrm{cs}}=\dfrac{3}{2}M_{\mathrm{cs}}+L_{\mathrm{cls}}\\[2ex]L_{\mathrm{r}}=\dfrac{3}{2}(M_{\mathrm{pr}}+M_{\mathrm{cr}})+L_{\mathrm{lr}}\end{cases}\tag{38}$$

式中，M_{ps} 和 M_{pr} 分别为功率侧子系统定子、转子每相绕组的励磁电感；M_{cs} 和 M_{cr} 分别为控制侧子系统定子、转子每相绕组的励磁电感；L_{pls}、L_{cls}、L_{lr} 分别为功率绕组定子、控制绕组定子、转子绕组的每相漏感。

通常，每相绕组的励磁电感远大于其漏感，将式（38）可视为

$$\begin{cases}L_{\mathrm{ps}}\approx\dfrac{3}{2}M_{\mathrm{ps}}\\[2ex]L_{\mathrm{cs}}\approx\dfrac{3}{2}M_{\mathrm{cs}}\\[2ex]L_{\mathrm{r}}\approx\dfrac{3}{2}(M_{\mathrm{pr}}+M_{\mathrm{cr}})\end{cases}\tag{39}$$

根据本节假设条件，每相绕组的励磁电感不发生改变，故令

$$\begin{cases}M_{\mathrm{ps}}=k_1M_{\mathrm{cs}}\\M_{\mathrm{pr}}=k_2M_{\mathrm{cr}}\end{cases}\tag{40}$$

将式（40）代入式（37）、式（38）中，有

$$\begin{cases}M_{\mathrm{p}}=\dfrac{3}{2}\sqrt{k_1k_2M_{\mathrm{cs}}M_{\mathrm{cr}}}\\[2ex]M_{\mathrm{c}}=\dfrac{3}{2}\sqrt{M_{\mathrm{cs}}M_{\mathrm{cr}}}\end{cases}\tag{41}$$

$$\begin{cases}L_{\mathrm{ps}}\approx\dfrac{3}{2}k_1M_{\mathrm{cs}}\\[2ex]L_{\mathrm{cs}}\approx\dfrac{3}{2}M_{\mathrm{cs}}\\[2ex]L_{\mathrm{r}}\approx\dfrac{3}{2}(k_2+1)M_{\mathrm{cr}}\end{cases}\tag{42}$$

将式（41）、式（42）代入式（23）中，并以可调模型的状态变量近似代替参考模型的状态变量，可以推出

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{pds}}}{\mathrm{d}t}\approx-\sqrt{\dfrac{k_2}{k_1}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cds}}}{\mathrm{d}t}\approx-\sqrt{\dfrac{k_2}{k_1}}\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{cds}}}{\mathrm{d}t}\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{pqs}}}{\mathrm{d}t}\approx\sqrt{\dfrac{k_2}{k_1}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cqs}}}{\mathrm{d}t}\approx\sqrt{\dfrac{k_2}{k_1}}\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{cqs}}}{\mathrm{d}t}\end{cases}\tag{43}$$

式中

$$\sqrt{\frac{k_2}{k_1}}=\sqrt{\frac{M_{\mathrm{cs}}M_{\mathrm{pr}}}{M_{\mathrm{ps}}M_{\mathrm{cr}}}}$$

进而，将式（43）代入式（36），得到最终的功率绕组电流自适应律为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{pds}}}{\mathrm{d}t}=\lambda_1(P_{11}e_1+P_{21}e_2)-\sqrt{\dfrac{M_{\mathrm{cs}}M_{\mathrm{pr}}}{M_{\mathrm{ps}}M_{\mathrm{cr}}}}\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{cds}}}{\mathrm{d}t}\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{pqs}}}{\mathrm{d}t}=\lambda_2(P_{12}e_1+P_{22}e_2)+\sqrt{\dfrac{M_{\mathrm{cs}}M_{\mathrm{pr}}}{M_{\mathrm{ps}}M_{\mathrm{cr}}}}\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{cqs}}}{\mathrm{d}t}\end{cases}\tag{44}$$

以式（44）经数学积分之后的结果作为自适应

系统的输出，即得到构成完整的功率绕组电流观测器，如图 5 所示。

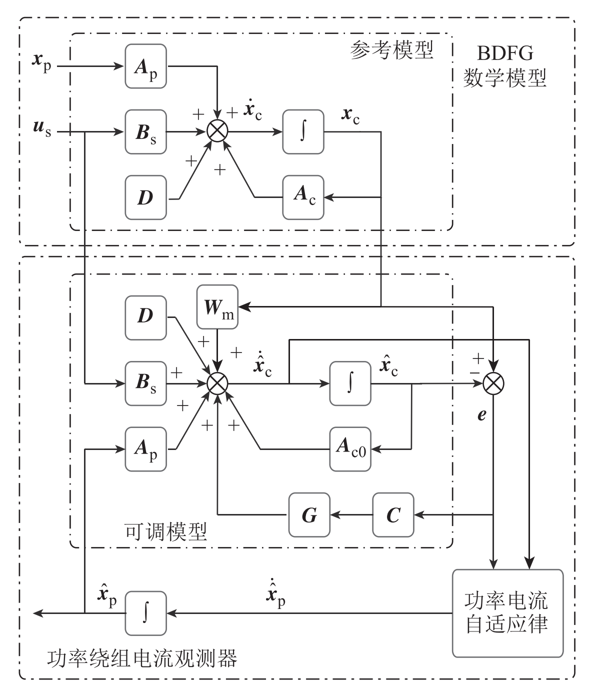


图 5　功率绕组电流观测器结构框图

Fig.5　The diagram of power winding current observer

3　功率绕组电流传感器的故障诊断及容错控制

由图 5 可知，本文所提出的功率绕组电流观测器不依赖被估计对象电流传感器的测量结果，即观测器的输入中不包括功率绕组电流项，这是容错控制得以实现的基础。

图 6 给出了基于自适应电流观测器的功率绕组电流传感器容错控制策略，其作用在于：检测电流传感器的运行状态，当功率绕组电流传感器发生故障时能被即刻诊断、隔离，并以电流观测器代替传感器工作维持控制系统稳定。

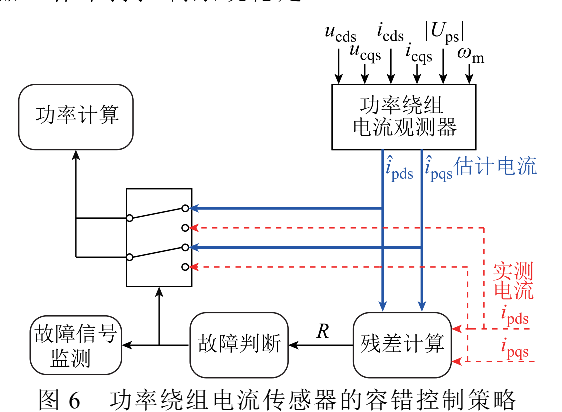


图 6　功率绕组电流传感器的容错控制策略

Fig.6　The fault-tolerant control strategy for power winding current sensor

以下分三点对图 6 进行解释说明：

（1）残差计算模块的输入包括由传感器得到的功率电流测量值和由观测器得到的功率电流估计值（双同步速坐标系下的 dq 分量），其输出 R 定义为

$$R=\sqrt{\left(i_{\mathrm{pds}}-\hat{i}_{\mathrm{pds}}\right)^2+\left(i_{\mathrm{pqs}}-\hat{i}_{\mathrm{pqs}}\right)^2}\tag{45}$$

R 用于衡量功率电流 d、q 轴实际值与估计值之间的残差，并作为故障判断模块的输入。

（2）故障判断模块等同于初始为关闭状态的继电器，输入信号为 R，输出信号为 0/1，对应关闭/开通状态；继电器的开通触发点即为阈值，其数值需根据预实验中 R 的最大值进行选取，并留有一定裕度（传感器和观测器均正常工作）；由于 R 始终大于等于 0，继电器的关闭触发点可以为任意负值，这样就能够避免继电器自动复位，提高容错系统的可靠性。

（3）开关模块包括两组输入信号和一路控制信号，控制信号为 0 时导通传感器电流信号（虚线），控制信号为 1 时导通观测器电流信号（粗实线）。而故障监测模块则根据信号 1/0 显示是/否有功率绕组电流传感器发生故障。

此外，给出了一种功率绕组电流传感器故障来源的诊断方法，如图 7 所示。由于双馈风力发电系统中一般采用两相电流传感器，此处选择 A、B 两相传感器来测量功率绕组三相电流；利用坐标变换将功率电流估计值还原到三相 ABC 坐标系，其结果与功率电流测量值进行比较，得到残差 R_{A} 和 R_{B} 为

$$\begin{cases}R_{\mathrm{A}}=i_{\mathrm{pA}}-\hat{i}_{\mathrm{pA}}\\R_{\mathrm{B}}=i_{\mathrm{pB}}-\hat{i}_{\mathrm{pB}}\end{cases}\tag{46}$$

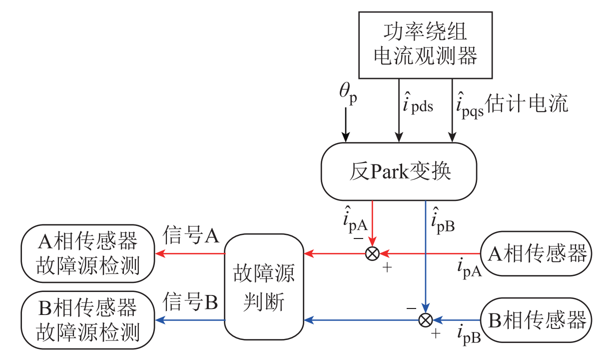


图 7　电流传感器的故障源检测

Fig.7　The fault source detection of the current sensor

图 7 中故障源判断模块由“取绝对值”和继电器模块串联而成，其两路输入、输出信号相互独

立；故障源检测与图 6 中故障信号监测模块原理相同；一旦残差 R_A 或 R_B 绝对值超过阈值，就会发生相应的故障信号 A 和 B（0/1 信号），故障源检测模块接收到特定的故障信号即可判断故障传感器的位置。

4　仿真研究

为了验证本文所提出的电流观测器及容错控制策略的有效性与可行性，基于 Matlab/Simulink 建立了包含功率电流传感器容错控制策略的无刷双馈并网风力发电系统仿真模型（采样频率为 10kHz），其主要参数见表 1。

表 1　无刷双馈发电机主要参数

Tab.1　The main parameters of BDFG

参　数	数　值
电网频率 f_p /Hz	50
电网相电压幅值/V	311
功率绕组极对数 p_p	3
控制绕组极对数 p_c	1
功率绕组等效自感 L_{ps} /H	0.714 8
控制绕组等效自感 L_{cs} /H	0.121 7
功率侧等效互感 M_p/H	0.242 1
控制侧等效互感 M_c/H	0.059 8
功率绕组相电阻 R_{ps}/Ω	1.732
控制绕组相电阻 R_{cs}/Ω	1.079
转子绕组等效自感 L_r/H	0.132 6
转子绕组相电阻 R_r/Ω	0.473

4.1　功率电流观测器的动态性能测试

对功率绕组电流观测器的性能进行验证，无刷双馈电机转速、转矩以及无功功率的给定值见表 2。实验中，观测器仅从矢量控制系统获得输入量进行功率电流估计而不参与功率计算，仿真结果如图 8 所示。

表 2　无刷双馈电机给定变量随时间的变化

Tab.2　The variation of given variables for BDFG

	t=0	t=2s	t=3s	t=4s
机械转速/(r/min)	650	650	1 200	1 200
负载转矩/(N·m)	−10	−30	−30	−50
输出无功功率/var	0	−2 000	−2 000	−4 000

图 8a 展示了无刷双馈电机机械转速和电磁转矩的变化，与表 2 基本吻合。而由图 8b 和图 8c 可知，当观测器完全收敛之后(此处约 1s)，无论加载、转速升高或是进行无功功率调节，功率电流 d、q 分量的估计值总能快速准确地跟踪测量值。上述实验结果证明了本文所构建的功率电流观测器具备良好的动态性能。

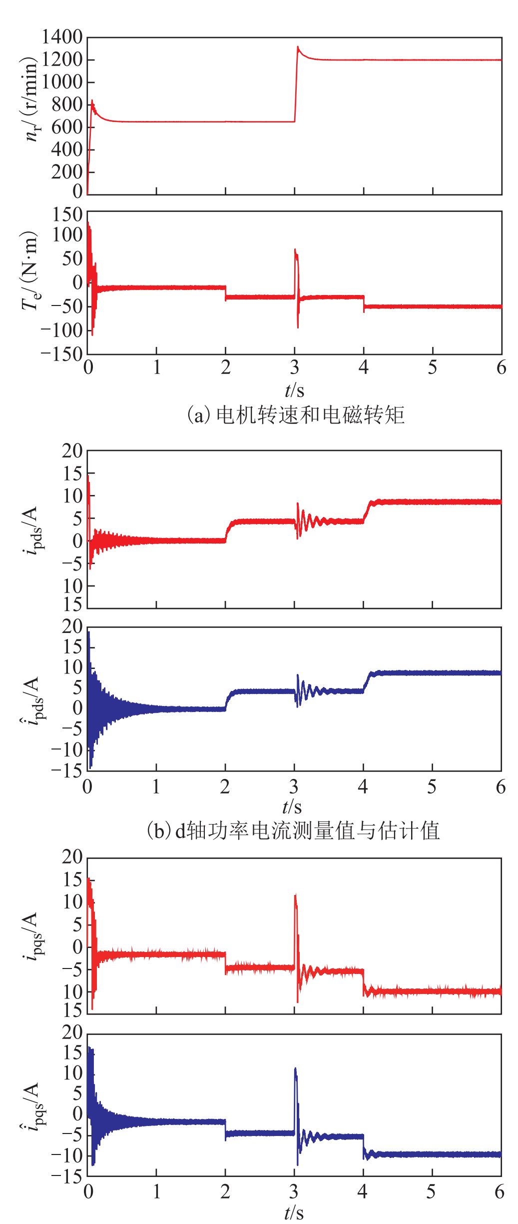
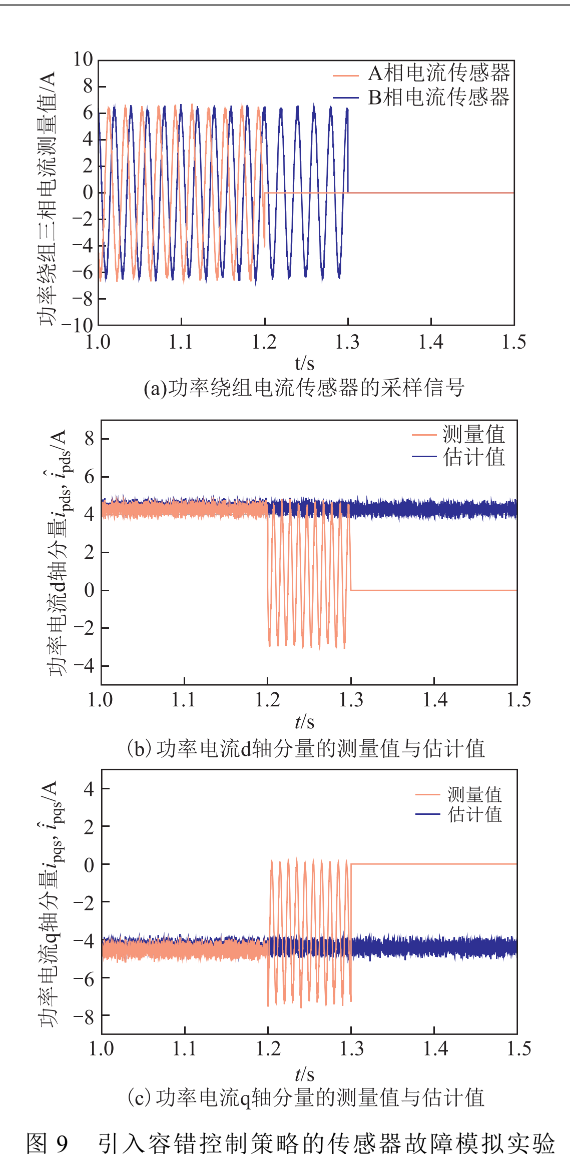


图 8　电流观测器的动态性能仿真

Fig.8　The dynamic performance simulation results of current observer

4.2　功率电流传感器的容错控制仿真

传感器故障类型有很多，对于双馈风力发电系统而言，电流传感器完全失效的故障危害最大，因此在本节中选择模拟功率电流传感器的完全失效故障来进行容错控制仿真。保持无刷双馈电机转速、转矩以及无功功率的给定值恒定，分别为 650r/min、−30N·m、−2 000var，实验结果如图 9 和图 10 所示。



(a)功率绕组电流传感器的采样信号

(b)功率电流d轴分量的测量值与估计值

(c)功率电流q轴分量的测量值与估计值

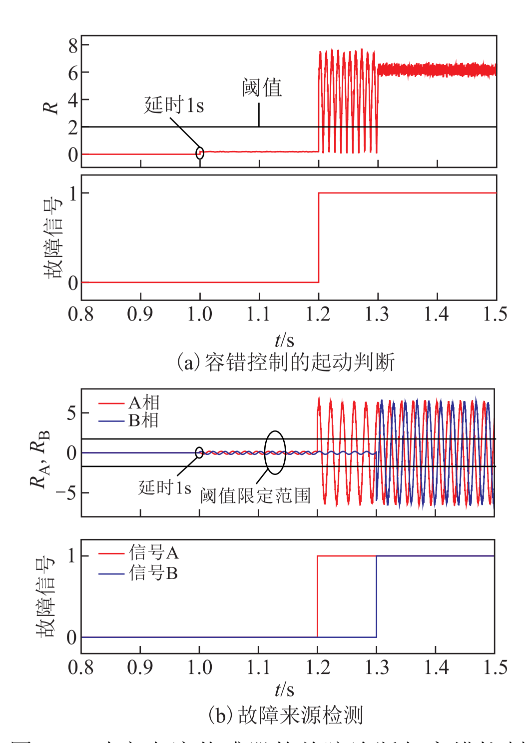
图 9 引入容错控制策略的传感器故障模拟实验

Fig.9 The sensor fault simulation experiments with fault-tolerant control strategy

图 9 反映了图 6 中容错控制策略的效果。由图 9a 可知，A 相功率电流传感器在 t=1.2s 时发生故障，B 相功率电流传感器在 t=1.3s 时也发生故障，且 A 相传感器发生故障后 B 相测量电流未发生改变。由图 9b 和图 9c 可知，功率电流观测器得到的 d、q 轴电流估计值不受传感器故障的影响，仍保持正常状态。

图 10 反映了传感器的故障诊断过程，由于观测器需要一定的收敛时间，因此残差计算需要在一个短暂的延时之后加入到工作中，具体时间根据实际系统设置。

在图 10a 中，当传感器正常工作时，残差 R 远小于阈值，此时故障信号输出为 0，开关不发生动作；当 A 相功率电流传感器发生故障时，残差急剧增加超过阈值，故障信号阶跃为 1，使开关发生跳



(a) 容错控制的起动判断

(b) 故障来源检测

图 10 功率电流传感器的故障诊断与容错控制

Fig.10 The fault diagnosis and fault tolerant control of power current sensor

变，从 t=1.3s 起功率电流观测器代替传感器在闭环系统中工作；当 B 相功率电流传感器发生故障后，残差 R 反映的是相电流幅值。图 10a 充分解释了图 9 中的实验结果，更证明容错控制切换过程不会给控制系统带来波动。

图 10b 即为图 7 中残差观察及故障源检测的显示结果。同样地，当传感器正常工作时残差 R_A 或 R_B 远小于阈值限定范围，信号 A 和信号 B 均保持为 0；当 A、B 相传感器发生故障，R_A 或 R_B 超过极限范围并使相应故障信号阶跃为 1。根据信号 A 和 B 的阶跃变化即可诊断出功率电流传感器故障发生位置和时间。

4.1 节和 4.2 节仿真的结果证明了本文所提无刷双馈电机容错控制策略的可靠性。

5 结论

为了实现无刷双馈发电机功率电流检测系统的容错控制，本文基于模型参考自适应方法提出了一种新的功率绕组电流观测器。当功率电流传感器发生故障时，采用本文所述以观测器为核心的容错控制策略，能够实现以功率电流估计值代替传感器测量值在闭环系统中发挥作用，从而保障风力发电机组的运行安全，大大提高风电系统的可靠性。仿真结果证明了本文所述理论的有效性和正确性。

参考文献

[1] 程明, 韩鹏, 魏新迟. 无刷双馈风力发电机的设计、分析与控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 37-53.
Cheng Ming, Han Peng, Wei Xinchi. Design, analysis and control of brushless doubly-fed generators for wind power application[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 37-53.

[2] Ademi S, Jovanovic M G, Hasan M. Control of brushless doubly-fed reluctance generators for Wind energy conversion systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(2): 596-604.

[3] 姜云磊, 程明, 王青松, 等. 不平衡负载下双定子无刷双馈发电机独立运行控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(5): 998-1006.
Jiang Yunlei, Cheng Ming, Wang Qingsong, et al. Control strategy of stand-alone brushless doubly-fed induction generator system under unbalanced loads[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(5): 998-1006.

[4] 王伟, 程明, 张邦富, 等. 电流滞环型永磁同步电机驱动系统的相电流传感器容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 59-66, 176.
Wang Wei, Cheng Ming, Zhang Bangfu, et al. Faulttolerant control focusing on phase current sensors of permanent magnet synchronous machine drive systems based on hysteresis current control[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(33): 59-66, 176.

[5] Reppa V, Polycarpou M M, Panayiotou C G. Distributed sensor fault diagnosis for a network of interconnected cyberphysical systems[J]. IEEE Transactions on Control of Network Systems, 2015, 2(1): 11-23.

[6] 陈正方, 王淑红, 高若中, 等. 一种笼型转子无刷双馈电机的磁链观测方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(23): 5402-5409.
Chen Zhengfang, Wang Shuhong, Gao Ruozhong, et al. A flux linkage observation method of cage-rotor brushless doubly-fed machine[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(23): 5402-5409.

[7] 姜斌, 吴云凯, 陆宁云, 等. 高速列车牵引系统故障诊断与预测技术综述[J]. 控制与决策, 2018, 33(5): 841-855.
Jiang Bin, Wu Yunkai, Lu Ningyun, et al. Review of fault diagnosis and prognosis techniques for high-speed railway traction system[J]. Control and Decision, 2018, 33(5): 841-855.

[8] 李冬辉, 尹海燕, 郑博文, 等. 改进的 LSTM 方法在冷水机组传感器故障检测中的应用[J]. 电工技术学报, 2019, 34(11): 2324-2332.
Li Donghui, Yin Haiyan, Zheng Bowen, et al. Application of improved LSTM method in sensor fault detection of the chiller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(11): 2324-2332.

[9] 吕德刚, 都泽源, 李松. 永磁无刷电机霍尔位置传感器容错控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(2): 44-52.
Lü Degang, Du Zeyuan, Li Song. Fault-tolerant of brushless permanent magnet motor drives with Hall sensors[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(2): 44-52.

[10] Boulkroune B, Galvez-Carrillo M, Kinnaert M. Combined signal and model-based sensor fault diagnosis for a doubly fed induction generator[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(5): 1771-1783.

[11] Papadopoulos P M , Hadjidemetriou L , Kyriakides E , et al. Robust fault detection, isolation and accommodation of current sensors in grid side converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 2852-2861.

[12] Karimi S, Gaillard A, Poure P, et al. Current sensor fault-tolerant control for WECS With DFIG[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11): 4660-4670.

[13] 李辉, 赵猛, 赵斌, 等. 双馈风电机组关键传感器的故障诊断方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 73-78.
Li Hui, Zhao Meng, Zhao Bin, et al. Fault diagnosis methods for key sensors of doubly fed wind turbine[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 73-78.

[14] 苗铁如, 刘和平, 杜俊秀, 等. 一种异步电机自适应线性神经元速度观测器[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(11): 52-57, 66.
Miao Yiru, Liu Heping, Du Junxiu, et al. Speed observer of ADALINE for induction motors[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(11): 52-57, 66.

[15] 李筱筠, 杨淑英, 曹朋朋, 等. 低速运行时异步驱动转速自适应观测器稳定性分析与设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(23): 5391-5401.
Li Xiaojun, Yang Shuying, Cao Pengpeng, et al. Analysis of the stability of speed adaptive observer and its design for induction motor drive at low speeds[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(23): 5391-5401.

[16] 许中阳, 郭希铮, 邹方朔, 等. 永磁同步电机无速度传感器控制离散化方法研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊 1): 52-61.
Xu Zhongyang, Guo Xizheng, Zou Fangshuo, et al. Research on digital discretization method of speed sensorless control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 52-61.

[17] 张学广, 陈辉, 马彦, 等. 双馈风力发电机定子电流检测系统容错控制[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(3): 30-35,109.
Zhang Xueguang, Chen Hui, Ma Yan, et al. Fault tolerant control for stator current sensor system in doubly-fed induction generator wind turbines[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(3): 30-35,109.

[18] Cheng Ming, Jiang Yunlei, Han Peng, et al. Fault tolerant colntrol for power side current sensor in wind energy conversion system with cascaded brushless DFIG[C]// 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), Miami, FL, 2017: 1-8.

[19] Lan Zhiyong, Li Li, Deng Cheng, et al. A novel stator current observer for fault tolerant control of stator current sensor in DFIG[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, 2018: 790-797.

作者简介

兰志勇 男，1980 年生，博士，副教授，研究方向为大功率永磁同步电机设计及优化、无刷直流电机设计及优化、精密伺服驱动器的研究与开发等。
E-mail：lanlanzhiyong@163.com

沈凡享 男，1994 年生，硕士研究生，研究方向为永磁同步电机系统设计及控制、双馈电机控制技术。
E-mail：shenfanxiangstudy@163.com（通信作者）

（编辑 郭丽军）